



jc971-U.S. PTO

09/965458



09/27/01

BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le 28 JUIN 2001

Pour le Directeur général de l'Institut
national de la propriété industrielle
Le Chef du Département des brevets

Martine PLANCHE

INSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

SIEGE
26 bis, rue de Saint Petersburg
75800 PARIS cedex 08
Téléphone : 33 (1) 53 04 53 04
Télécopie : 33 (1) 42 93 59 30
www.inpi.fr





26 bis, rue de Saint Pétersbourg
75800 Paris Cedex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 94 86 54

BREVET D'INVENTION CERTIFICAT D'UTILITÉ

Code de la propriété intellectuelle - Livre VI



REQUÊTE EN DÉLIVRANCE 1/2

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DB 540 W / 260899

REMISE EN DÉPÔT DATE 29 SEPT 2000 LIEU 75 INPI PARIS N° D'ENREGISTREMENT 0012459 NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI DATE DE DÉPÔT ATTRIBUÉE PAR L'INPI 29 SEP. 2000		1 NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE Monsieur Christophe SAINT-MARC Société Civile S.P.I.D. 156 Bd Haussmann 75008 PARIS	
Vos références pour ce dossier (facultatif) PHFR000103			
Confirmation d'un dépôt par télécopie <input type="checkbox"/> N° attribué par l'INPI à la télécopie			
2 NATURE DE LA DEMANDE		Cochez l'une des 4 cases suivantes	
Demande de brevet		<input checked="" type="checkbox"/>	
Demande de certificat d'utilité		<input type="checkbox"/>	
Demande divisionnaire		<input type="checkbox"/>	
Demande de brevet initiale		N°	Date <input type="text"/>
ou demande de certificat d'utilité initiale		N°	Date <input type="text"/>
Transformation d'une demande de brevet européen		<input type="checkbox"/>	Date <input type="text"/>
Demande de brevet initiale		N°	Date <input type="text"/>
3 TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum) SYNTHETISEUR DE FREQUENCES ET PROCEDE DE SYNTHESE DE FREQUENCES A FAIBLE BRUIT.			
4 DÉCLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTÉRIEURE FRANÇAISE		Pays ou organisation <input type="text"/> N° <input type="text"/> Date <input type="text"/> Pays ou organisation <input type="text"/> N° <input type="text"/> Date <input type="text"/> Pays ou organisation <input type="text"/> N° <input type="text"/> Date <input type="text"/> <input type="checkbox"/> S'il y a d'autres priorités, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»	
5 DEMANDEUR		<input type="checkbox"/> S'il y a d'autres demandeurs, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»	
Nom ou dénomination sociale		KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRONICS N.V.	
Prénoms			
Forme juridique		Société de droit Neerlandais	
N° SIREN			
Code APE-NAF			
Adresse	Rue	Groenenwoudseweg 1	
	Code postal et ville	5621 BA EINDHOVEN	
Pays		PAYS-BAS	
Nationalité		Néerlandaise	
N° de téléphone (facultatif)			
N° de télécopie (facultatif)			
Adresse électronique (facultatif)			

**BREVET D'INVENTION
CERTIFICAT D'UTILITÉ**

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE 2/2

REMISE EN DÉPÔT DATE 29 SEPT 2000 LIEU 75 INPI PARIS N° D'ENREGISTREMENT 0012459 NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI		Réservé à l'INPI	
Vos références pour ce dossier : (facultatif)		PHFR000403	
6 MANDATAIRE			
Nom		SAINT-MARC	
Prénom		Christophe	
Cabinet ou Société		S.P.I.D.	
N° de pouvoir permanent et/ou de lien contractuel		07036 - Délégation de pouvoir 8819	
Adresse	Rue	156 Bd Haussmann	
	Code postal et ville	75008	PARIS
N° de téléphone (facultatif)		01 4676 80 30	
N° de télécopie (facultatif)			
Adresse électronique (facultatif)			
7 INVENTEUR (S)			
Les inventeurs sont les demandeurs		<input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non Dans ce cas fournir une désignation d'inventeur(s) séparée	
8 RAPPORT DE RECHERCHE		Uniquement pour une demande de brevet (y compris division et transformation)	
Établissement immédiat ou établissement différé		<input checked="" type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	
Paiement échelonné de la redevance		Paiement en trois versements, uniquement pour les personnes physiques <input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non	
9 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES		Uniquement pour les personnes physiques <input type="checkbox"/> Requête pour la première fois pour cette invention (joindre un avis de non-imposition) <input type="checkbox"/> Requête antérieurement à ce dépôt (joindre une copie de la décision d'admission pour cette invention ou indiquer sa référence):	
Si vous avez utilisé l'imprimé «Suite», indiquez le nombre de pages jointes			
10 SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire) C. SAINT-MARC Mandataire SPID 422-5/S008 Paris le 29/09/2000		VISA DE LA PRÉFECTURE OU DE L'INPI B. POUSSIER	

DÉPARTEMENT DES BREVETS

26 bis, rue de Saint Pétersbourg
75800 Paris Cedex 08

Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 93 59 30

DÉSIGNATION D'INVENTEUR(S) Page N° .../...

(Si le demandeur n'est pas l'inventeur ou l'unique inventeur)

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DB 113 W / 260899

Vos références pour ce dossier (facultatif)		PHFR000103	
N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL		0012459	
TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum) SYNTHETISEUR DE FREQUENCES ET PROCEDE DE SYNTHESE DE FREQUENCES A FAIBLE BRUIT.			
LE(S) DEMANDEUR(S) : KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRONICS N.V.			
DESIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) : (Indiquez en haut à droite «Page N° 1/1» S'il y a plus de trois inventeurs, utilisez un formulaire identique et numérotez chaque page en indiquant le nombre total de pages).			
Nom		NOZAHIC	
Prénoms		Franck	
Adresse	Rue	156, Bd Haussmann	
	Code postal et ville	75008	PARIS
Société d'appartenance (facultatif)			
Nom		JOVENIN	
Prénoms		Fabrice	
Adresse	Rue	156 Bd Haussmann	
	Code postal et ville	75008	PARIS
Société d'appartenance (facultatif)			
Nom			
Prénoms			
Adresse	Rue		
	Code postal et ville		
Société d'appartenance (facultatif)			
DATE ET SIGNATURE(S) DU (DES) DEMANDEUR(S) OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire) C. SAINT-MARC Mandataire SPID 422-5/S008 Paris le 29.09.2000		Cylsra	

**SYNTHETISEUR DE FREQUENCES ET PROCEDE
DE SYNTHESE DE FREQUENCES A FAIBLE BRUIT**

Domaine technique

5

La présente invention concerne un synthétiseur de fréquences et un procédé pour la synthèse de fréquences à faible bruit.

Elle concerne plus particulièrement un
10 synthétiseur de fréquences dont la fréquence de sortie peut être ajustée par valeurs entières ou fractionnaires.

Un tel synthétiseur de fréquences peut être utilisé dans différents types de circuits
15 radioélectriques et en particulier dans des étages de réception et/ou d'émission de ces circuits. A titre d'exemple, le synthétiseur de fréquences de l'invention peut être utilisé dans des équipements de téléphonie sans fil, tels que les téléphones portables.

20

Etat de la technique antérieure

Les figures 1 et 2 annexées illustrent respectivement un synthétiseur de fréquences ajustables
25 par valeurs entières, et un synthétiseur de fréquences ajustables par valeurs fractionnaires. On entend par synthétiseur de fréquences ajustables par valeurs fractionnaires, un synthétiseur de fréquence dont la fréquence peut être ajustée par multiples entiers ou
30 non entiers d'une fréquence de référence. De tels dispositifs sont en soi connus et illustrés, par

exemple, par les documents (1), (2) et (3) dont les références complètes sont précisées à la fin de la description.

La figure 1 indique la structure de base d'un synthétiseur de fréquences qui est construit autour d'une boucle à verrouillage de phase 10. La boucle à verrouillage de phase comporte pour l'essentiel un oscillateur commandé en tension 12, un diviseur de fréquence 14, un comparateur phase-fréquence 16 et un filtre passe-bas 18.

L'oscillateur commandé en tension 12, désigné par « oscillateur VCO » dans la suite du texte, délivre un signal de sortie dont la fréquence peut être augmentée ou diminuée en fonction d'une tension de commande appliquée à son entrée. Cette tension de commande est fournie par le comparateur phase-fréquence 16 qui est relié à l'entrée de l'oscillateur VCO 12 par l'intermédiaire du filtre passe bas 18.

Le comparateur phase-fréquence 16 compare la fréquence (ou la phase) d'un signal délivré par le diviseur de fréquence 14 et la fréquence d'un signal de référence délivré, dans l'exemple de la figure, par un dispositif à quartz 20. Lorsque la fréquence du signal délivré par le diviseur de fréquence est inférieure à celle du signal de référence, le comparateur phase-fréquence fournit une tension commandant l'augmentation de la fréquence de l'oscillateur VCO 12. A l'inverse, la fréquence de l'oscillateur VCO est diminuée lorsque la fréquence du signal délivré par le diviseur de fréquences est supérieure à celle du signal de référence.

Le diviseur de fréquence 14 est un dispositif construit autour d'un certain nombre de bascules et ne peut donc diviser la fréquence du signal de l'oscillateur VCO 12 que par des valeurs entières. La
 5 rapport de division, ajustable par valeurs entières, est un nombre entier noté N. Une entrée d'ajustage indiquée par une flèche 22 permet de fixer la valeur N.

La fréquence de l'oscillateur VCO, notée F_{VCO} est donc telle que :

10 $F_{VCO} = N * F_{ref}$, où F_{ref} est la fréquence du signal de référence délivré par le dispositif à quartz 20.

On observe qu'une modification d'une unité de la valeur du rapport de division N (entier), provoque
 15 une variation égale à F_{ref} , de la fréquence de l'oscillateur VCO. Ainsi, il n'est pas possible d'ajuster la fréquence de l'oscillateur VCO 12 avec une résolution supérieure à F_{ref} . Or, dans la mesure où la fréquence du signal de référence est relativement
 20 élevée, cette résolution peut s'avérer très insuffisante.

Un ajustage beaucoup plus fin de la fréquence du signal de sortie de la boucle 10, c'est à dire de la fréquence du signal délivré par l'oscillateur VCO 12,
 25 peut être obtenu avec un synthétiseur de fréquences conforme à la figure 2.

Le synthétiseur de fréquences de la figure 2 comprend une boucle à verrouillage de phase 10 avec les mêmes éléments que ceux de la boucle 10 de la figure 1.

30 Le diviseur de fréquences 14, en revanche, présente non seulement une entrée d'ajustage 22 pour

fixer la valeur N du rapport de division, mais également une entrée de commutation 24 pour commuter le rapport de division entre deux ou plusieurs valeurs consécutives autour de la valeur N . Dans l'exemple de la figure 2, l'entrée de commutation 24 du diviseur de fréquence 14 permet de commuter le rapport de division entre deux valeurs qui sont N et $N+1$.

L'entrée de commutation 24 est reliée à un modulateur sigma-delta 30 et plus précisément à une borne 32 de retenue de dépassement (overflow) de ce modulateur.

Le modulateur sigma-delta 30, qui, dans l'exemple de la figure est un modulateur numérique d'ordre 1 avec un additionneur de mots 31, présente une première entrée numérique 34 pour une consigne d'ajustage notée K . La consigne d'ajustage est additionnée à une valeur numérique délivrée par un registre à décalage 36 du modulateur. Le registre 36 est cadencé par le signal de sortie du diviseur de fréquence 14, et reçoit la sortie de l'additionneur de mots 31. Il est relié à une deuxième entrée numérique 38 de l'additionneur. Lorsque la somme de la consigne d'ajustage et de la sortie du registre 36 est inférieure à la capacité numérique de l'additionneur 31, la retenue de dépassement prend la valeur logique 0, par exemple. En revanche, lorsque la somme est supérieure à la capacité de l'additionneur 31, la retenue prend la valeur logique complémentaire, 1 en l'occurrence.

Le diviseur de fréquence 14 est conçu de façon à effectuer une division de fréquence avec un premier

rapport de division lorsque son entrée de commutation
24 reçoit le premier état logique et de façon à
effectuer une division avec un deuxième rapport de
division, différent de +/-1, lorsque l'entrée 24 reçoit
5 le deuxième état de commutation.

Dans l'exemple décrit le rapport de division
est N pour un état logique 1 et est N+1 pour un état
logique 0.

Bien qu'à tout instant le rapport de division
10 du diviseur de fréquence soit un nombre entier, la
commutation répétée du rapport entre N et N+1, permet
d'obtenir un rapport de division moyen résultant
compris entre ces deux valeurs, c'est à dire un rapport
non entier.

15 De façon plus précise, on a :

$$F_{VCO} = \frac{1}{T_N + T_{N+1}} [T_N * N * F_{ref} + T_{N+1} * (N + 1) * F_{ref}]$$

Soit

$$F_{VCO} = \left[N + \frac{T_{N+1}}{T_N + T_{N+1}} \right] * F_{ref}$$

20

Dans ces expressions T_N et T_{N+1} sont
respectivement les périodes pendant lesquelles le
rapport de division est égal à N et N+1.

En considérant que la consigne d'ajustage K
25 appliquée à la première entrée 34 du modulateur sigma-
delta est codée sur L bits, et que la capacité maximum
de l'additionneur est de $2^L - 1$, on peut définir une
partie fractionnaire du rapport de division égale à
 $K/2^L$. On a :

$$F_{VCO} = \left[N + \frac{K}{2^L} \right] * F_{ref}$$

Pour des valeurs faibles de la consigne
 5 d'ajustage ($K \approx 0$) la fréquence de sortie est voisine de
 $F_{ref} * (N)$ et pour des valeurs fortes de la consigne
 d'ajustage ($K \approx 2^L$), la fréquence de sortie est voisine
 de $F_{ref} * (N+1)$.

Il est ainsi possible d'ajuster continûment la
 10 fréquence de la boucle à verrouillage de phase entre
 deux valeurs fixées par le choix du rapport de division
 N appliquée à l'entrée d'ajustage 22 du diviseur de
 fréquence 14 et par le choix de la consigne d'ajustage
 K appliquée au modulateur sigma-delta.

15 L'analyse spectrale de la sortie d'un
 synthétiseur de fréquence utilisant une boucle à
 verrouillage de phase conforme à la figure 2 montre une
 distribution de composantes de bruit autour d'une raie
 centrale correspondant à la fréquence F_{VCO} . Le bruit
 20 résulte de la contribution des différents organes de la
 boucle à verrouillage de phase ainsi que du modulateur
 sigma-delta.

Comme le suggère le document (3), déjà
 mentionné, il est possible de remplacer le modulateur
 25 sigma-delta à un étage tel que représenté à la figure
 2, par un modulateur sigma-delta à plusieurs étages en
 cascade et en particulier par un modulateur sigma-delta
 à deux étages. Un modulateur sigma-delta à deux étages
 (d'ordre 2) permet en effet une meilleure mise en forme
 30 de la répartition fréquentielle du bruit en reportant

au moins une partie du bruit vers des fréquences élevées. Ce phénomène, accentué par la multiplication des étages, est désigné par « noise shaping » (mise en forme du bruit).

5 Les inventeurs ont en effet mis en évidence une autre manifestation du bruit dans la réponse spectrale du générateur de fréquences qui se traduit par des raies secondaires parasites. Ces raies secondaires apparaissent en particulier pour certaines valeurs de
10 la consigne d'ajustage K.

Exposé de l'invention

Les inventeurs ont en effet constaté que la
15 répétition des valeurs logiques appliquées à l'entrée de commutation du diviseur de fréquences sont à l'origine des raies parasites. La répétition régulière des valeurs logiques selon des motifs courts, par exemple 110011001100 etc., conduit à un petit nombre de
20 raies parasites. L'amplitude de ces raies est cependant importante. Ce phénomène a lieu lorsque la valeur de la consigne d'ajustage K est paire.

Lorsqu'en revanche la valeur de la consigne d'ajustage K est impair, la répétition des motifs reste
25 certes régulière, mais les motifs deviennent très longs. L'énergie du bruit est alors répartie sur un grand nombre de raies parasites de faible amplitude qui s'apparentent à un continuum. L'amplitude des raies prises individuellement est cependant très faible de
30 sorte qu'elles disparaissent dans le bruit des autres organes du synthétiseur de fréquences.

De façon plus précise, la valeur de la fréquence des fréquences parasites peut être donnée par la relation suivante :

$$F_{\text{spur}} = \frac{F_{\text{ref}} \cdot 2^M}{2^{(O-1)} \cdot 2^L}$$

5 Dans cette expression F_{spur} indique la fréquence de récurrence des raies parasites et M indique le nombre de fois qu'il est possible de diviser par 2 le nombre K codé sur L bits, et O indique l'ordre du modulateur sigma-delta.

10 L'invention a pour but de proposer un synthétiseur de fréquences amélioré dont le spectre de réponse en fréquence ne comporte sensiblement pas de raies parasites dépassant un continuum de bruit. Un but est également de proposer un procédé de synthèse de
15 fréquences permettant d'éliminer ces raies parasites.

Pour atteindre ces buts, l'invention a plus précisément pour objet un synthétiseur de fréquence, pourvu d'une boucle à verrouillage de phase comprenant :

- 20 - un diviseur de fréquence, à rapports de division entiers, connecté entre un oscillateur VCO (oscillateur commandé en tension) et un comparateur PFD (comparateur phase-fréquence),
- un modulateur sigma-delta connecté au diviseur de
25 fréquence pour commuter le rapport de division du diviseur de fréquence entre une série d'au moins deux valeurs entières, de façon à obtenir un rapport de division moyen résultant à composante fractionnaire, le modulateur présentant une entrée numérique pour

une consigne d'ajustage de la composante fractionnaire.

Conformément à l'invention, le synthétiseur de fréquences comprend en outre :

- 5 - des moyens pour fixer à 1 la valeur du bit de plus faible poids de la consigne d'ajustage.

Le fait de fixer à 1 la valeur du bit de plus faible poids de la consigne d'ajustage revient à la rendre impaire. Ceci permet de répartir l'énergie de
10 bruit sur un continuum de fréquences. Pour chacune de ces fréquences, prise individuellement, l'amplitude de bruit est par conséquent très faible. En dehors de la fréquence centrale d'oscillation, aucune raie parasite n'apparaît alors sur le spectre de réponse en
15 fréquence.

Selon une réalisation particulière du synthétiseur de fréquences, celui-ci peut comporter un registre d'entrée d'une valeur de commande de la composante fractionnaire, ainsi que des moyens pour
20 remplacer le bit de plus faible poids de la valeur de commande par la valeur 1 et pour appliquer au modulateur cette valeur comme consigne d'ajustage.

Dans ce cas, le bit de plus faible poids de la consigne d'ajustage est arbitrairement fixé à 1 quel
25 que soit la valeur introduite dans le registre d'entrée. Eventuellement, le remplacement du bit de plus faible poids pourrait n'avoir lieu que si celui-ci est différent de 1 (c'est à dire égal à 0).

Selon une autre possibilité, les moyens pour
30 fixer à 1 la valeur du bit de plus faible poids peuvent comporter des moyens pour ajouter un bit, égal à 1, à

la valeur de commande de la composante fractionnaire et former ainsi la consigne d'ajustage appliquée à l'entrée de modulateur sigma-delta.

5 A titre d'exemple, lorsque le synthétiseur de fréquences comprend un registre d'entrée de rang $L-1$, les moyens pour ajouter un bit égal à 1 peuvent comporter un registre de consigne de rang L , et une bascule verrouillée, pour fixer à 1 le bit de plus faible poids du registre de rang L .

10 Dans ce cas on remplace une première valeur codée sur $L-1$ bits par une nouvelle valeur codée sur L bits dont le bit de plus faible poids est égal à 1. Cette dernière valeur est alors utilisée comme consigne d'ajustage.

15 En toute rigueur, la modification du bit de plus faible poids provoque une modification de la valeur de consigne K souhaitée par l'utilisateur et donc une modification de la fréquence d'oscillation de la boucle de verrouillage de phase. Toutefois l'erreur
20 de la valeur de consigne effectivement fournie au modulateur sigma-delta reste limitée à $1/2^L$ et conduit à un changement de fréquence imperceptible. A titre d'illustration, pour un codage sur 24 bits ($L=24$) l'erreur est de $1/2^{24}$. ($<10^{-7}$)

25 Le synthétiseur de fréquence de l'invention peut comporter un modulateur sigma-delta à un seul étage ou un modulateur à plusieurs étages en cascade.

Il ressort de la description qui précède que, pour obtenir un rapport de division moyen avec une
30 composante fractionnaire, on commute le rapport de division du diviseur de fréquence à rapports de

division entiers, entre deux ou plusieurs valeurs entières généralement consécutives. Pour un rapport de division moyen de $N+k$, où k représente la composante fractionnaire et N la composante entière, une
5 commutation peut être faite, par exemple, entre N et $N+1$.

Or, il s'avère que lorsque $N+k$ est voisin de N ou de $N+1$, c'est à dire lorsque la composante fractionnaire k est proche de 0 ou de 1, l'une des
10 valeurs de rapport de division entière (N ou $N+1$) devient largement prépondérante par rapport à l'autre. A titre d'illustration, lorsque k est voisin de 0, c'est à dire lorsque $N+k \approx N$, le rapport de division N est fréquent dans la commutation tandis que le rapport
15 $N+1$ est rare.

Les inventeurs ont mis en évidence le fait que la répétition élevée d'un même rapport de division entier au détriment d'un ou de plusieurs autres rapports de division entiers raréfiés, conduit
20 également à un bruit qui se manifeste par des raies parasites dans la réponse spectrale du synthétiseur de fréquences.

Pour éviter ce bruit, il est possible, selon un aspect particulier de l'invention, d'équiper le
25 synthétiseur de fréquences d'au moins un diviseur de fréquence à rapport de division fractionnaire fixe, connecté entre l'oscillateur commandé en tension VCO et le diviseur de fréquence à rapports de division entiers. Le synthétiseur de fréquences est alors
30 également équipé de moyens pour activer le diviseur à rapport de division fractionnaire lorsque la composante

fractionnaire (k) du rapport de division moyen est contenue dans une ou plusieurs gammes de valeurs déterminées.

Plus précisément, le diviseur de fréquence à rapport de division fractionnaire peut être activé lorsque la composante fractionnaire est voisine de 0 ou de 1 et désactivé dans le cas contraire. Par exemple, les gammes de valeurs de la composantes fractionnaire k, telles que $0 < k < 0.25$ et telles que $0.75 < k < 1$ peuvent correspondre à des gammes d'activation du diviseur de fréquence à rapport de division fractionnaire.

L'activation du diviseur de fréquence à rapport de division fractionnaire, permet avantageusement de modifier la composante fractionnaire du rapport de division moyen qui doit être obtenu par le diviseur de fréquence à rapports de division entiers associé au modulateur sigma-delta.

Pour revenir à l'exemple donné précédemment, lorsque on opère une division supplémentaire par 1.5, ceci revient à ajouter 0.5 à la composante fractionnaire du rapport de division moyen souhaité.

Ainsi en supposant que $0 < k < 0.25$, on a :

$$N+k = N+0.5+k'.$$

Dans cette expression, la nouvelle composante fractionnaire k' est telle que $0.25 \leq k' \leq 0.75$

De même, on supposant que $0.75 < k < 1$, on a :

$$N+k = N-1+0.5+k'$$

avec k' telle que $0.25 \leq k' \leq 0.75$.

En d'autres termes, k', la nouvelle composante fractionnaire qui doit être générée par le diviseur de fréquences à rapports de division entiers associé au

modulateur sigma-delta, autorise une alternance plus équilibrée entre les rapports de division , par exemple N et N+1, et évite les raies parasites.

L'invention concerne également un procédé de
5 synthèse à verrouillage de phase au moyen d'un synthétiseur de fréquence comportant :

- un diviseur de fréquence, à rapports de division entiers connecté entre un oscillateur VCO (oscillateur commandé en tension) et un comparateur
10 PFD (comparateur phase-fréquence),
- un modulateur sigma-delta connecté au diviseur de fréquence pour commuter le rapport de division du diviseur de fréquence entre une série d'au moins deux valeurs entières consécutives, de façon à obtenir un
15 rapport de division moyen résultant à composante fractionnaire, le modulateur présentant une entrée numérique pour une consigne d'ajustage de la composante fractionnaire.

Conformément au procédé, on forme une consigne
20 d'ajustage pour le modulateur sigma-delta, par modification d'une valeur d'entrée de commande. La valeur d'entrée est modifiée de façon à la rendre impaire.

Lorsque le synthétiseur de fréquence est équipé
25 d'un diviseur de fréquence à rapport de division fractionnaire fixe, tel qu'indiqué précédemment, on active ledit diviseur de fréquence à rapport de division fractionnaire lorsque la composante fractionnaire (k) du rapport de division moyen est
30 contenue dans au moins une gamme de valeurs déterminée, et on modifie de manière correspondante le consigne

d'ajustage de la composante fractionnaire du modulateur sigma delta pour conserver inchangé un rapport de division global fourni par le diviseur de fréquence à rapport de division fractionnaire associé au diviseur de fréquence à rapports de division entiers. Cet aspect de l'invention sera décrit de façon plus détaillée dans la suite du texte.

L'invention concerne également un convertisseur de fréquence comprenant un mélangeur avec une première entrée pouvant être connectée à une source de signal délivrant un signal avec une fréquence à convertir. Le convertisseur comprend par ailleurs une source de signal avec une fréquence de référence, reliée à une deuxième entrée. Conformément à l'invention, la source de signal avec une fréquence de référence peut comporter un synthétiseur de fréquence tel que décrit ci dessus. Un tel convertisseur de fréquence peut notamment être utilisé dans un téléphone portable.

Enfin l'invention concerne un synthétiseur de fréquence, pourvu d'une boucle à verrouillage de phase comprenant :

- un diviseur de fréquence, à rapports de division entiers, connecté entre un oscillateur commandé en tension VCO et un comparateur phase-fréquence PFD,
- un modulateur sigma-delta connecté au diviseur de fréquence pour commuter le rapport de division du diviseur de fréquence entre une série d'au moins deux valeurs entières, de façon à obtenir un rapport de division moyen résultant à composante fractionnaire, le modulateur présentant au moins une entrée

numérique apte à recevoir une consigne d'ajustage de la composante fractionnaire, et

- au moins un diviseur de fréquence à rapport de division fractionnaire fixe, connecté entre l'oscillateur commandé en tension VCO et le diviseur de fréquence à rapports de division entiers, et des moyens pour activer le diviseur à rapport de division fractionnaire lorsque la composante fractionnaire (k) du rapport de division moyen est contenue dans au moins une gamme de valeurs déterminée.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention ressortiront de la description qui va suivre, en référence aux figures des dessins annexés. Cette description est donnée à titre purement illustratif et non limitatif.

Brève description des figures.

20

La figure 1, déjà décrite, est un schéma de principe simplifié d'un synthétiseur de fréquences connu, à ajustage de fréquence discret.

La figure 2, déjà décrite, est un schéma de principe simplifié d'un synthétiseur de fréquences connu, à ajustage de fréquence continu.

La figure 3, est un schéma simplifié d'un synthétiseur de fréquences conforme à l'invention.

La figure 4 est un schéma illustrant une réalisation particulière d'un modulateur sigma-delta

pour un synthétiseur de fréquence conforme à la figure 3.

La figure 5 est un schéma simplifié illustrant une possibilité de réalisation perfectionnée d'un synthétiseur de fréquences conforme à l'invention.

La figure 6 est une représentation schématique d'un diviseur de fréquence à rapport de division fractionnaire fixe, utilisé dans le synthétiseur de fréquence de la figure 5.

La figure 7 est un chronogramme illustrant le fonctionnement du diviseur de fréquence à rapport de division fractionnaire fixe de la figure 6.

La figure 8 est un diagramme illustrant la réponse spectrale d'un synthétiseur de fréquences conforme à la figure 2.

La figure 9 est un diagramme illustrant la réponse spectrale d'un synthétiseur de fréquences conçu conformément à l'invention.

La figure 10 est une représentation schématique d'un convertisseur de fréquence utilisant un synthétiseur de fréquence conforme à l'invention.

Description détaillée de modes de mise en œuvre de l'invention.

25

Les éléments des figures 3, 4 et 5 qui sont identiques similaires ou équivalents à des éléments correspondants des figures précédentes sont repérés avec les mêmes références et leur description détaillée n'est pas reprise ici.

30

La figure 3 montre un synthétiseur de fréquences construit autour d'une boucle à verrouillage de phase 10, comprenant un oscillateur 12 commandé en tension, un diviseur de fréquences 14, un comparateur phase fréquence 16 et un filtre passe-bas 18.

Le diviseur de fréquences 14 est un diviseur programmable capable de diviser la fréquence d'un signal qui lui est appliqué par un nombre entier. Il est associé à un calculateur 40 de rapport de division destiné à commander un rapport de division noté N en fonction d'un signal délivré par un modulateur sigma-delta 30.

Plus précisément, le calculateur 40, piloté par le modulateur sigma-delta, est capable de commander une commutation du rapport de division entre deux ou plusieurs valeurs consécutives (ou non) entières pour obtenir, de façon résultante, un rapport de division moyen à composante fractionnaire.

La référence 42 désigne simplement un registre de synchronisation connecté entre le calculateur 40 et le diviseur de fréquence 14. Ce registre, de même que le modulateur sigma-delta, sont cadencés par le signal de sortie du diviseur de fréquence 14 qui leur est appliqué. La référence 44 désigne une entrée du calculateur 40 prévue pour la sélection d'un canal par l'utilisateur, c'est à dire pour la sélection de la partie entière du rapport de division souhaité.

On peut observer que le modulateur sigma-delta présente deux entrées 34 et 50.

La première entrée 34 est tout à fait comparable à l'entrée numérique du modulateur sigma-

delta de la figure 2. Elle est destinée à la transmission au modulateur d'une valeur de commande K de la composante fractionnaire. La première entrée est codée sur un nombre L-1 de bits, égal, par exemple à 5 22. La valeur de commande K peut être entrée par l'utilisateur ou, le cas échéant, par une autre partie de circuit d'accord non représentée.

La deuxième entrée 50 du modulateur, codée sur un seul bit, est reliée à une bascule 52 verrouillée à 10 la valeur logique 1. La deuxième entrée et la bascule verrouillée 52 sont matérialisées sur la figure pour des raisons de clarté, mais sont en fait intégrées sur une même puce que le modulateur sigma-delta et ne sont pas accessibles à l'utilisateur.

15 La valeur de commande K appliquée à la première entrée 34 est combinée avec la valeur 1 disponible sur la seconde entrée 50 pour former une nouvelle valeur de consigne d'ajustage K'. Cette nouvelle valeur de consigne K' est codée sur L bits et est formée de la 20 valeur 1 de l'entrée 50 qui constitue le bit de plus faible poids et des L-1 bits de la première entrée 34 qui constituent les bits de plus fort poids.

La nouvelle valeur de consigne K', effectivement utilisée pour le modulateur sigma-delta, 25 est donc nécessairement une valeur de consigne impaire.

D'autres possibilités sont envisageables pour former une valeur de consigne d'ajustage K' impaire. Il est possible, par exemple, de substituer la valeur 1 à la valeur du bit de plus faible poids de la valeur de 30 commande K appliquée à la première entrée 34.

La sortie 32 du modulateur sigma-delta, reliée au calculateur 40 est codée, dans l'exemple illustré, sur deux bits. Toutefois un codage sur un unique bit, comme dans l'exemple de la figure 2 est également envisageable.

La figure 4 décrite ci-après indique une réalisation possible du modulateur sigma-delta 30 de la figure 3 et permet de mieux comprendre le codage sur deux bits de la sortie 32.

Le modulateur sigma-delta de la figure 4 comprend deux étages en cascade, construits chacun autour d'un additionneur de mots. Un premier additionneur de mots 60a présente une première entrée 62a à laquelle on applique la consigne d'ajustage K' qui, conformément à l'invention, a été rendue impaire.

La sortie 66a du premier additionneur de mots 60a est reliée à sa deuxième entrée 64a par l'intermédiaire d'un registre cadencé 70a. Le registre cadencé 70a peut être piloté par exemple par le signal de fréquence divisée délivré par le diviseur de fréquence. Ainsi, à chaque impulsion, la somme obtenue précédemment à la sortie 66a est renvoyée sur la deuxième entrée.

Lorsque la somme est inférieure à la capacité de l'additionneur de mots, celui-ci délivre en sa borne de dépassement 68a une retenue dont la valeur logique est 0. En revanche, lorsque la somme est supérieure à la capacité une valeur logique (retenue) 1 est délivrée. Dans ce cas, seul le reste de l'addition ne dépassant pas la capacité de l'additionneur de mots est délivré sur la sortie 66a.

Finalement, la borne de dépassement 68a délivre une valeur logique codée sur un seul bit, qui peut occuper les états 0 ou 1.

5 La sortie 66a est également connectée à la première entrée 62b de l'additionneur de mots 60b du second étage. De même, la sortie 66b de cet additionneur est connectée à sa deuxième entrée 64b par un registre cadencé 70b.

10 L'additionneur de mots 60b du deuxième étage présente également une borne de dépassement 68b dont la sortie logique codée sur deux bits peut occuper les états 0 et 1.

Un additionneur-soustracteur 72 à trois entrées reçoit en entrée positive les valeurs logiques disponibles sur les bornes de dépassement des deux additionneurs de mots 60a, 60b. Il reçoit également, en entrée négative, la retenue de la borne de dépassement de l'additionneur de mots 60b du deuxième étage, par l'intermédiaire d'une bascule de retard 74.

20 La sortie 76 de l'additionneur-soustracteur est dirigée vers le calculateur 40 de rapport de division évoqué en relation avec la figure 3.

25 Le tableau I ci après donne a titre indicatif la valeur (décimale) de la sortie de l'additionneur-soustracteur 72 en fonction des valeurs des entrées, et indique le rapport de division correspondant imposé au diviseur 14.

Tableau I

Additionneur 60a (logique)	Additionneur 60b (logique)	Bascule retard 74 (logique)	Sortie 72	Division par
0	0	1	-1	N-1
0	1	0	1	N
1	0	1	0	N+1
1	1	0	2	N+2

La division successive par les différents rapports de division ci-dessus, dont la séquence est dictée par la consigne d'ajustage K', permet d'obtenir un rapport de division moyen fractionnaire compris entre N et N+1.

(Peut-on en donner la formule ?)

Les figures 5 et 6 examinées ci-après permettent d'illustrer l'amélioration en termes de bruit obtenue grâce à l'invention.

Comme évoqué précédemment, les inventeurs ont établi que les raies parasites du spectre de réponse apparaissent avec une fréquence de récurrence F_{spur} telle que :

$$F_{spur} = F_{ref} / (R * (2^L / 2^M)).$$

(Vérifier la cohésion avec la formule donnée en page 8).

Dans cette expression R est l'ordre du modulateur sigma-delta c'est à dire le nombre d'étages du modulateur. L est le nombre de bits sur lequel est codé la consigne d'ajustage et M le nombre de fois que la consigne d'ajustage peut être divisée par 2.

A titre d'exemple, pour un rapport de modulation sigma-delta de 0.5, soit pour une consigne K

de 2^{22} , (c'est à dire sans rendre le rapport impair conformément à l'invention), on aurait $M=2^{22}$. Ainsi, avec une fréquence de référence F_{ref} de 13MHz, on obtiendrait un nombre faible de raies parasites qui se
5 répètent avec une récurrence de 6,25MHz. Ces raies peu nombreuses (tous les 6,25 MHz) ont cependant une forte amplitude qui correspond à l'énergie du bruit.

La figure 5 décrite ci-après indique une autre possibilité de mise en œuvre de l'invention. Un grand
10 nombre d'éléments de la figure 5 sont identiques à ceux des figures précédemment décrites et sont repérés avec les mêmes références. On peut donc pour ces éléments se reporter à la description qui précède.

A la différence du synthétiseur de la figure 3,
15 le synthétiseur de fréquences de la figure 5 est équipé d'un diviseur de fréquence supplémentaire 100 connecté entre l'oscillateur commandé en tension 12 (VCO) et le diviseur de fréquence 14 à rapports de division entiers. Le diviseur de fréquence supplémentaire 100,
20 est un diviseur de fréquences présentant un rapport de division fractionnaire mais fixe. Dans l'exemple décrit, le rapport de division fixe est de 1.5. Ceci signifie que le diviseur supplémentaire peut soit diviser la fréquence du signal qu'il reçoit par 1.5,
25 lorsqu'il est activé, soit laisser passer le signal inchangé lorsqu'il n'est pas activé. Dans ce cas, la division est en quelque sorte une division par 1. Il convient de préciser que le diviseur 100 peut être remplacé par un diviseur avec un autre rapport
30 fractionnaire ou par une série de deux ou plusieurs

diviseurs fractionnaires, connectés à la suite les uns des autres.

La composante fractionnaire k du rapport de division moyen fourni par le diviseur 14 à rapports de division entiers, associé au modulateur sigma-delta, est relié à la consigne d'ajustage K par la relation suivante :

$$K = K/2^L \text{ soit } K = 2^L * k$$

On rappelle que L est le nombre de bits sur lequel est codé la consigne K .

Un étage de circuit ou un calculateur non représentés sont prévus pour établir, en fonction de la fréquence d'oscillation souhaitée, la composante entière N et la composante fractionnaire k du rapport de division moyen. Les valeurs N et k (ou K) sont transmises à un calculateur 120 prévu pour vérifier si k n'est pas trop proche des valeurs 0 ou 1, c'est à dire si K n'est pas trop proche des valeurs 0 ou 2^L . Dans l'exemple illustré, on considère que k n'est pas trop proche de 0 ou de 1 lorsque la relation suivante est vérifiée

$$0.25 \leq k \leq 0.75.$$

Le calculateur 120 est relié au modulateur sigma-delta 30 et au calculateur de rapports de division 40, déjà évoqué en relation avec la figure 3, pour leur transmettre de nouvelles valeurs N' et K' (ou k').

Le tableau II ci-après permet de récapituler les règles d'établissement des valeurs N' et K' en fonction de la valeur de k .

Tableau II

Valeur de k	Valeur de k'	Valeur de N'	Valeur de K'
$0 < k < 0.25$	$k' = k + 0.5$	$N' = N - 0.5$	$K' = 2L * k'$
$0.25 \leq k \leq 0.75$	$k' = k$	$N' = N$	$K' = 2L * k'$
$0.75 < k < 1$	$k' = k - 0.5$	$N' = N + 0.5$	$K' = 2L * k'$

On peut observer dans le tableau que N' n'est plus nécessairement une valeur entière, tandis que N était entière. Il convient de préciser à ce sujet que, par un jeu de codage binaire, il est possible de ramener l'expression de N' à une valeur numérique codée.

Le calculateur de rapports de division 40 est relié au diviseur 14 à rapports de division entiers, de façon à imposer une succession de rapports de division entiers dépendant du signal reçu par le convertisseur sigma-delta, de la façon décrite précédemment.

Or, comme le convertisseur sigma-delta reçoit la nouvelle consigne d'ajustage, il permet de commander une séquence de rapports de division entiers du diviseur 14 dans lequel aucune répétition excessive d'un rapport de division (entier) n'a lieu.

Les rapports de division entiers alternent, par exemple, entre des valeurs P et $P+1$ ou encore, dans l'exemple décrit, entre des valeurs $P-1$, P , $P+1$ et $P+2$. On peut à ce sujet se reporter par analogie au tableau I.

Les rapports de division $P-1$, P , $P+1$ et $P+2$ sont établis dans le calculateur 40 en fonction de la

sortie du modulateur sigma-delta et en fonction de la partie entière de N' c'est à dire en fonction de N .

Le calculateur de rapports de division 40 pilote également l'activation ou non du diviseur 100 à rapport de division fractionnaire. Dans un cas particulier où N est une valeur numérique (codée par exemple sur 6 bits), le bit de plus faible poids peut être utilisé pour l'activation (ou non) du diviseur de fréquences à rapport de division fractionnaire tandis que les autres bits (de plus fort poids) peuvent être utilisés pour déterminer la valeur de P mentionnée ci-dessus.

Le tableau III ci après, qu'il convient de lire en association avec le tableau II, indique selon la valeur de k , la valeur de P en fonction de N , et l'état d'activation du diviseur 100 à rapport de division fractionnaire.

Tableau III

Valeur de k	Valeur de N'	Valeur de P	Activation du diviseur 100
$0 < k < 0.25$	$N - 0.5$	$P = N - 1$	Oui (div. par 1.5)
$0.25 \leq k \leq 0.75$	N	$P = N$	Non (div. par 1)
$0.75 < k < 1$	$N + 0.5$	$P = N$	Oui (div. par 1.5)

Grâce à l'activation du diviseur 100 à rapport de division fractionnaire, il est possible, sans changer le rapport de division global obtenu par les deux diviseurs 14 et 100, c'est à dire sans changer la fréquence de sortie du synthétiseur de fréquence, de

parfaire l'élimination de raies parasites de bruit dans sa réponse spectrale.

La figure 6, propose une possibilité particulière de réalisation d'un diviseur à rapport
5 fractionnaire. Il s'agit en l'occurrence d'un diviseur par 1.5 tel qu'évoqué précédemment.

Le diviseur de la figure 6 comprend une bascule D 102, de type connu, avec une entrée D et une sortie Q. Une deuxième entrée reçoit un signal de
10 synchronisation noté swl. La sortie Q de la bascule 102 est reliée d'une part à l'entrée D, par l'intermédiaire d'un inverseur 104, et d'autre part à l'entrée d'une première porte latch 106.

La sortie de la première porte latch 106 est
15 connectée, d'une part, à l'entrée d'une seconde porte latch 108, et d'autre part, à une première entrée S1 d'un multiplexeur 110. La sortie de la deuxième porte latch 108 est reliée à une deuxième entrée S2 du multiplexeur 110 par l'intermédiaire d'un inverseur
20 112. Les portes latch 106 et 108, de même que le multiplexeur 110 sont cadencés par un signal d'entrée ckin, qui est en l'occurrence le signal à diviser.

Le signal divisé, noté ckout, disponible à la sortie 114 du multiplexeur 110, correspond au signal
25 d'entrée dans lequel certains fronts de transition entre un état haut et un état bas sont éliminés.

Le fonctionnement du diviseur de la figure 6 est précisé par le chronogramme de la figure 7, qui, sur une même base temporelle, indique l'état des
30 entrées et des sorties des composants du diviseur de la figure 6. Le chronogramme indique en particulier le

signal de synchronisation swl, le signal de sortie Q, de la bascule D 102, le signal d'entrée ckin à diviser, le signal disponible sur les entrées S1 et S2 du multiplexeur et le signal divisé de sortie ckout. On observe en comparant les signaux ckin et ckout que des fronts de transition sont éliminés de proche en proche, notamment lorsque les entrées S1 et S2 sont dans un même état logique. L'élimination de ces fronts correspond à la division de la fréquence.

La figure 8 est un diagramme qui représente en fonction de la fréquence ν reportée en abscisse, l'amplitude A de la réponse spectrale d'un synthétiseur qui ne met pas en œuvre l'invention. La figure 8, dont l'échelle est arbitraire, permet de distinguer à côté de la raie principale P_0 , correspondant à la fréquence d'oscillation de la boucle, des raies parasites P_1 et P_2 .

En revanche, en rendant la consigne K' impaire de la façon décrite précédemment, la fréquence de répétition des raies « parasites » tombe à 0,77Hz. Les raies sont donc très nombreuses et très rapprochées, et l'énergie de bruit se trouve répartie. L'amplitude des raies parasites est donc très faible de sorte que ces raies ne sont plus perceptibles.

Ce résultat apparaît sur la figure 9, qui indique, de façon comparable à la figure 8, la réponse spectrale d'un synthétiseur de fréquences conforme à l'invention. On n'observe plus qu'une seule raie P_0 correspondant à la fréquence d'oscillation de la boucle.

La figure 10 montre une application d'un synthétiseur de fréquences conforme à l'invention à la réalisation d'un convertisseur de fréquence et plus précisément à un convertisseur de fréquence dans un émetteur-récepteur de signaux.

Le convertisseur comprend un mélangeur auquel est connecté d'une part une source de signal à convertir, par exemple une antenne 202 associée à un filtre 204, et d'autre part une unité de traitement 206. L'unité de traitement 206 reçoit le signal dont la fréquence est convertie. Il s'agit, par exemple, d'une unité de traitement d'un téléphone portable.

Le mélangeur 200 reçoit également un signal de fréquence de référence qui, dans l'exemple décrit, provient d'un oscillateur VCO 12 d'un synthétiseur de fréquence 1 conforme à l'invention.

Documents cités

- (1) EP-B-0 661 816
- (2) EP-A-0 563 400
- (3) "Fractional-N PLL using delta-sigma modulation" de Thomas Stichelbout
Aalborg University, August 5, 1997, pages 1 à 21.

REVENDECATIONS

1. Synthétiseur de fréquence, pourvu d'une boucle à verrouillage de phase (10) comprenant :

- 5 - un diviseur de fréquence (14), à rapports de division entiers, connecté entre un oscillateur commandé en tension VCO (12) et un comparateur phase-fréquence PFD (16),
- 10 - un modulateur sigma-delta (30) connecté au diviseur de fréquence (14) pour commuter le rapport de division du diviseur de fréquence entre une série d'au moins deux valeurs entières, de façon à obtenir un rapport de division moyen résultant à composante fractionnaire, le modulateur présentant au moins une
- 15 entrée numérique (34, 50) apte à recevoir une consigne d'ajustage de la composante fractionnaire, caractérisé en ce qu'il comprend en outre :
- des moyens pour fixer à 1 la valeur du bit de plus faible poids de la consigne d'ajustage.

20 2. Synthétiseur selon la revendication 1, comprenant une entrée (34) pour une valeur de commande (K) de la composante fractionnaire, et dans lequel les moyens pour fixer à 1 la valeur de bit de plus faible poids comportent des moyens (52) pour ajouter un bit,

25 égal à 1, à la valeur de commande (K) de la composante fractionnaire et former ainsi la consigne d'ajustage (K') appliquée au modulateur sigma-delta.

30 3. Synthétiseur selon la revendication 2, comprenant un registre d'entrée de rang L-1, où L est un entier, et dans lequel les moyens pour ajouter un

bit égal à 1 comportent un registre de consigne de rang L, une bascule (52) verrouillée pour fixer à 1 le bit de plus faible poids du registre de rang L et des moyens pour copier la valeur de commande dans le
5 registre de consigne de rang L comme bits de plus fort poids.

4. Synthétiseur selon la revendication 1, comprenant un registre d'entrée d'une valeur de
10 commande (K) de la composante fractionnaire, dans lequel les moyens pour fixer à 1 la valeur du bit de plus faible poids de la consigne d'ajustage comportent des moyens pour remplacer le bit de plus faible poids de la valeur de commande par la valeur 1 et pour
15 appliquer au modulateur cette valeur comme consigne d'ajustage.

5. Synthétiseur de fréquence selon la revendication 1, dans lequel le modulateur sigma-delta
20 est un modulateur à deux étages.

6. Synthétiseur selon la revendication 1, comprenant en outre au moins un diviseur de fréquence (100) à rapport de division fractionnaire fixe,
25 connecté entre l'oscillateur commandé en tension VCO (12) et le diviseur de fréquence (14) à rapports de division entiers, et des moyens (40,102) pour activer le diviseur à rapport de division fractionnaire lorsque la composante fractionnaire (k) du rapport de division
30 moyen est contenue dans au moins une gamme de valeurs déterminée, et pour modifier de manière correspondante

la consigne d'ajustage de la composante fractionnaire du modulateur sigma delta pour conserver inchangé un rapport de division global du diviseur de fréquence à rapport de division fractionnaire associé au diviseur de fréquence à rapports de division entiers.

7. Synthétiseur selon la revendication 6, dans lequel les gammes de valeurs de la composante fractionnaire k , telles que $0 < k < 0.25$ et que $0.75 < k < 1$ correspondent à des gammes d'activation du diviseur de fréquence (100) à rapport de division fractionnaire.

8. Synthétiseur selon la revendication 7, dans lequel le diviseur à rapport de division fractionnaire est un diviseur par 1.5.

9. Procédé de synthèse de fréquence au moyen d'un synthétiseur à verrouillage de phase comportant :

- un diviseur de fréquence (14), à rapports de division entiers connecté entre un oscillateur commandé en tension VCO (12) et un comparateur phase-fréquence PFD (16),
- un modulateur sigma-delta (30) connecté au diviseur de fréquence pour commuter le rapport de division du diviseur de fréquence entre une série d'au moins deux valeurs entières, de façon à obtenir un rapport de division moyen résultant à composante fractionnaire, le modulateur présentant une entrée numérique pour une consigne d'ajustage de la composante fractionnaire, et selon lequel

on forme une consigne d'ajustage pour modulateur sigma-delta, par modification d'une valeur d'entrée de commande, la valeur d'entrée étant modifiée de façon à la rendre impaire.

5

10. Procédé selon la revendication 9, dans lequel on modifie un bit de plus faible poids de la valeur d'entrée de commande pour le rendre égal à 1.

10

11. Procédé selon la revendication 9, dans lequel on ajoute un bit de plus faible poids, égal à 1, à la valeur d'entrée de commande pour former la consigne d'ajustage.

15

12. Procédé de synthèse de fréquence selon la revendication 9, au moyen d'un synthétiseur de fréquence comprenant en outre au moins un diviseur de fréquence (100) à rapport de division fractionnaire fixe, connecté entre l'oscillateur commandé en tension VCO (12) et le diviseur de fréquence (14) à rapports de division entiers, dans lequel on active ledit diviseur de fréquence à rapport de division fractionnaire lorsque la composante fractionnaire (k) du rapport de division est contenue dans au moins une gamme de valeurs déterminée et on modifie de manière correspondante la consigne d'ajustage de la composante fractionnaire du modulateur sigma delta pour conserver inchangé un rapport de division global du diviseur de fréquence à rapport de division fractionnaire associé au diviseur de fréquence à rapports de division entiers.

30

13. Procédé selon la revendication 12, dans lequel on active ledit diviseur de fréquence à rapport de division fractionnaire lorsque la composante fractionnaire k du rapport de division est telle que $0 < k < 0.25$ ou que $0.75 < k < 1$, et on désactive ledit diviseur de fréquence à rapport de division fractionnaire lorsque la composante fractionnaire k du rapport de division est telle que $0.25 \leq k \leq 0.75$.

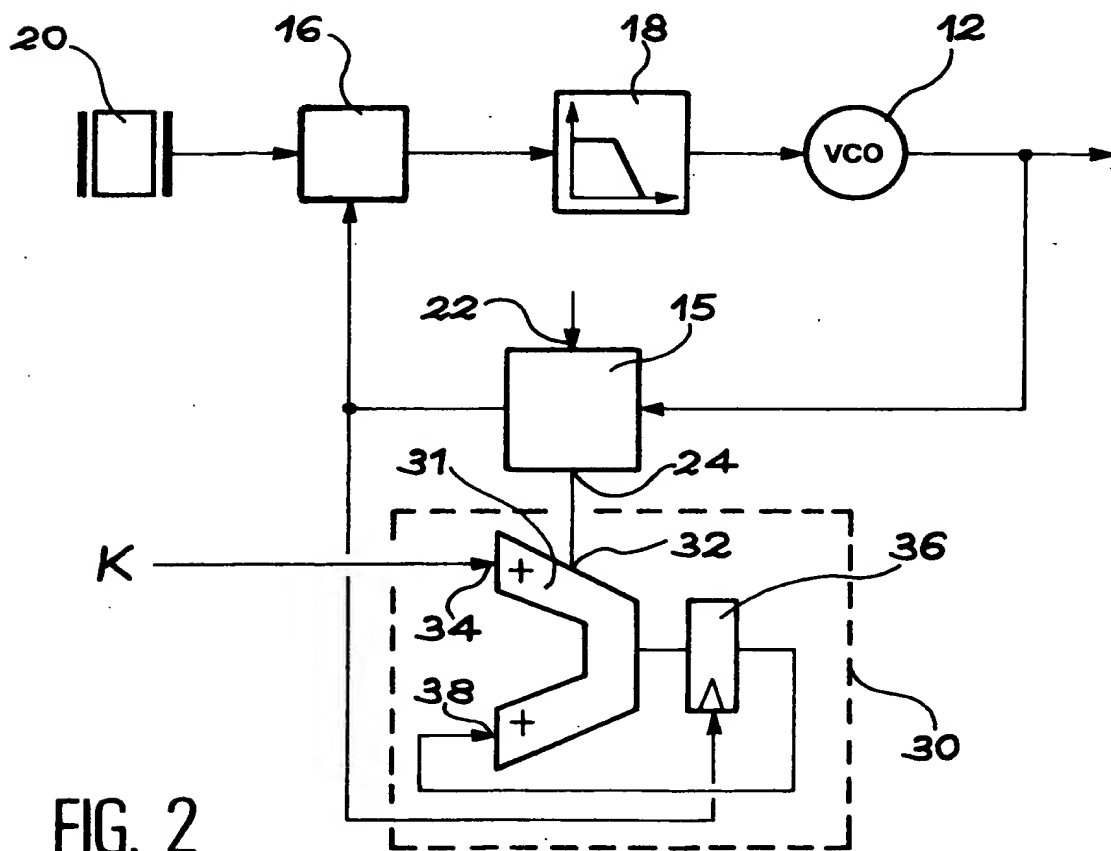
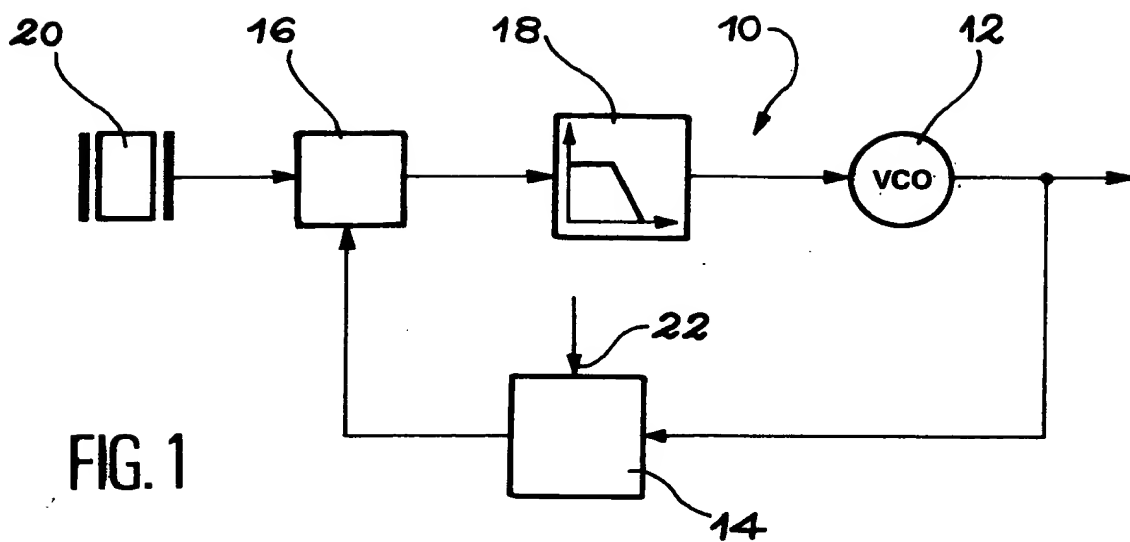
10

14. Convertisseur de fréquence comprenant un mélangeur (200) avec une première entrée connectée à une source de signal délivrant un signal avec une fréquence à convertir, et comprenant une source de signal (1) avec une fréquence de référence reliée à une deuxième entrée du mélangeur, caractérisé en ce que la source de signal (1) avec une fréquence de référence comprend un synthétiseur de fréquence conforme à l'une quelconque des revendications précédentes.

20

15. Utilisation d'un convertisseur de fréquences selon la revendication 14 dans un téléphone portable.

25



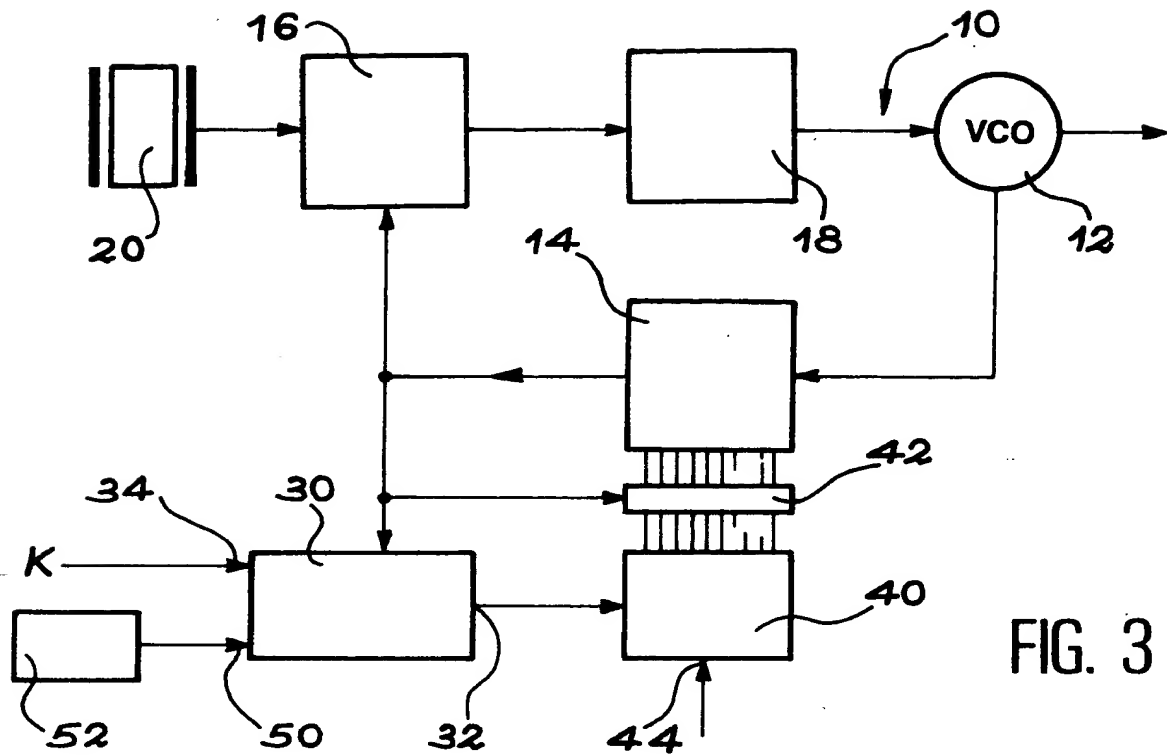


FIG. 3

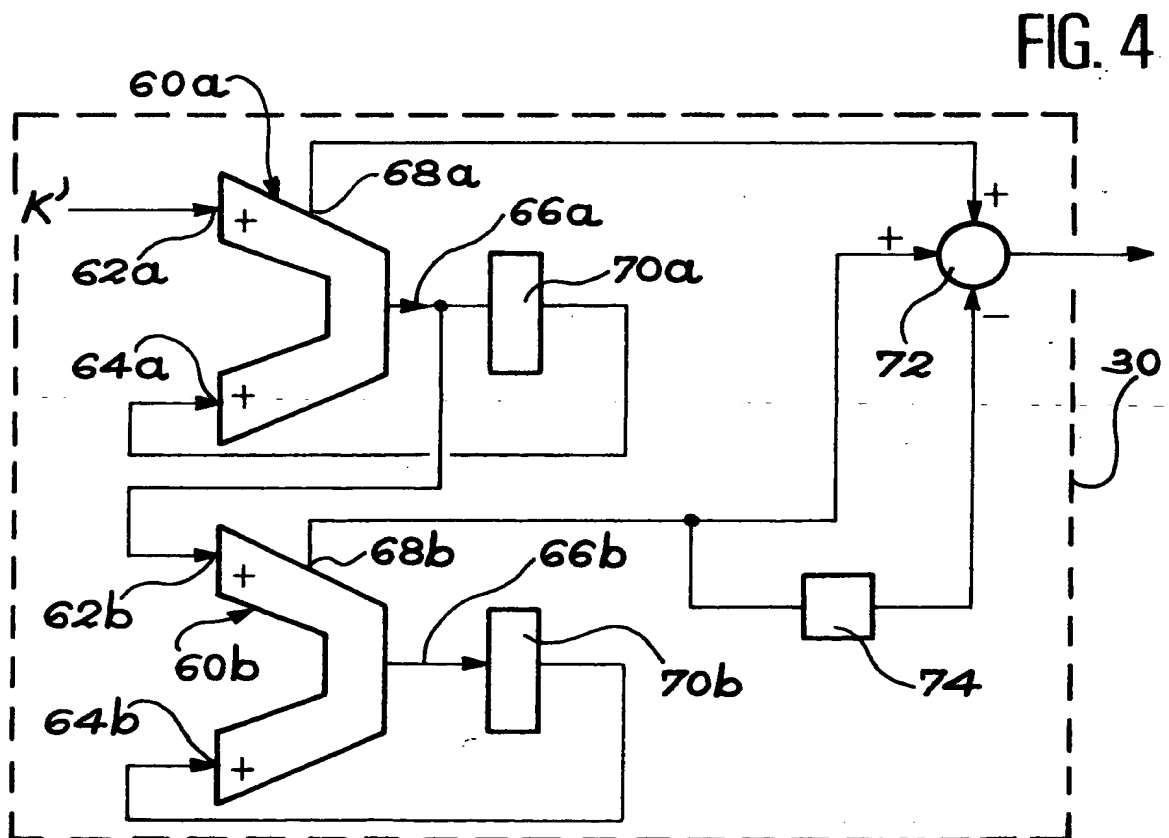
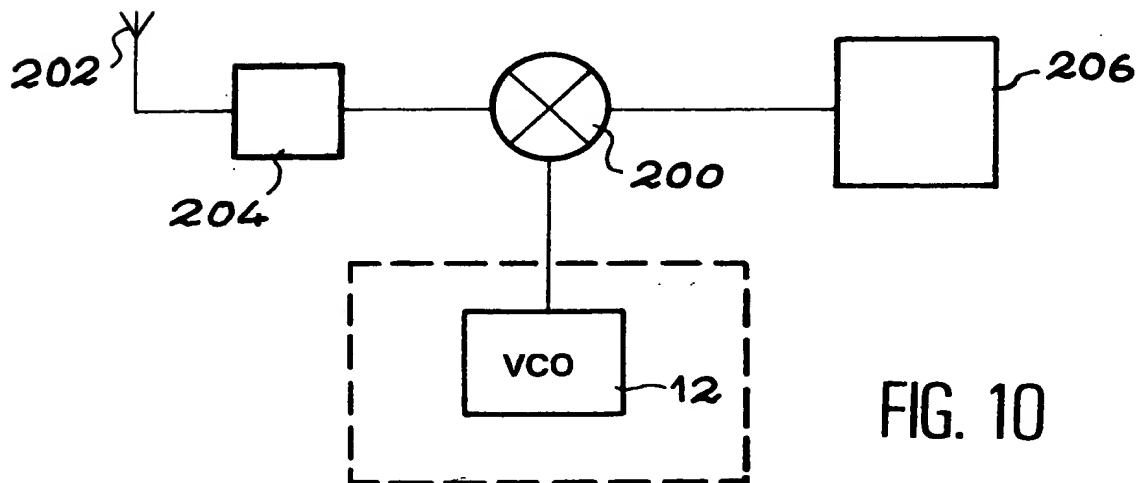
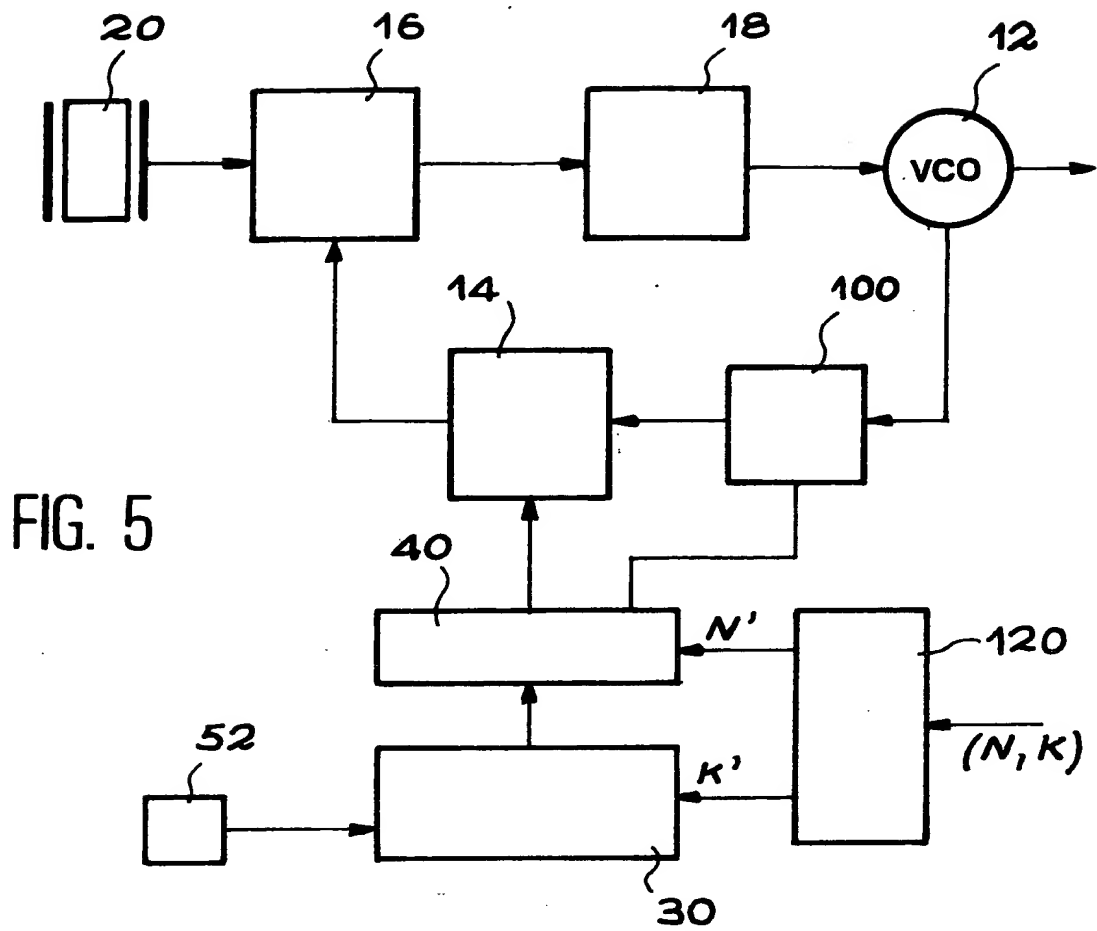
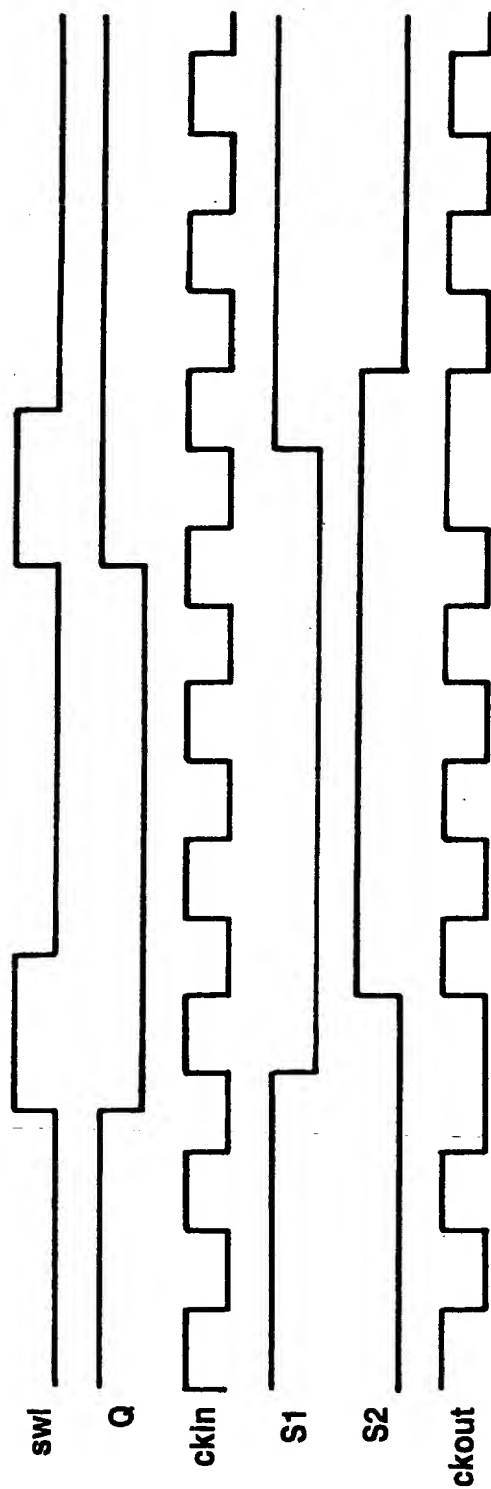
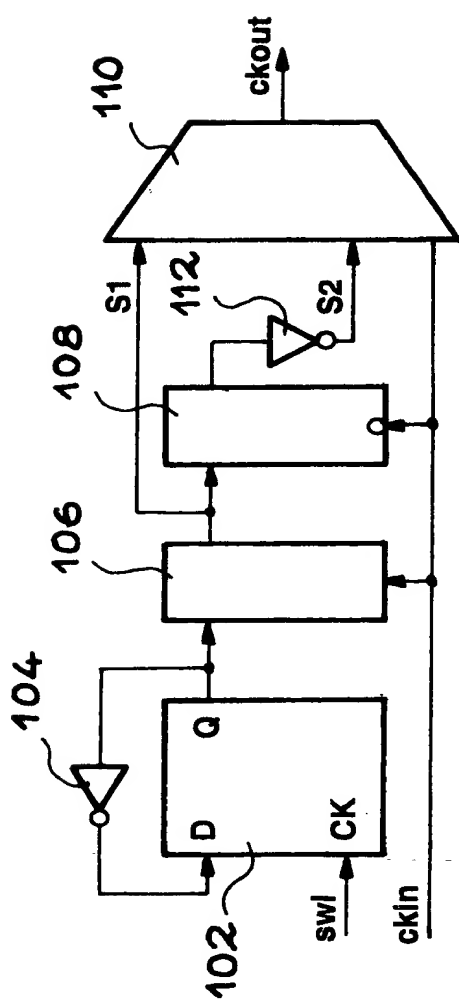
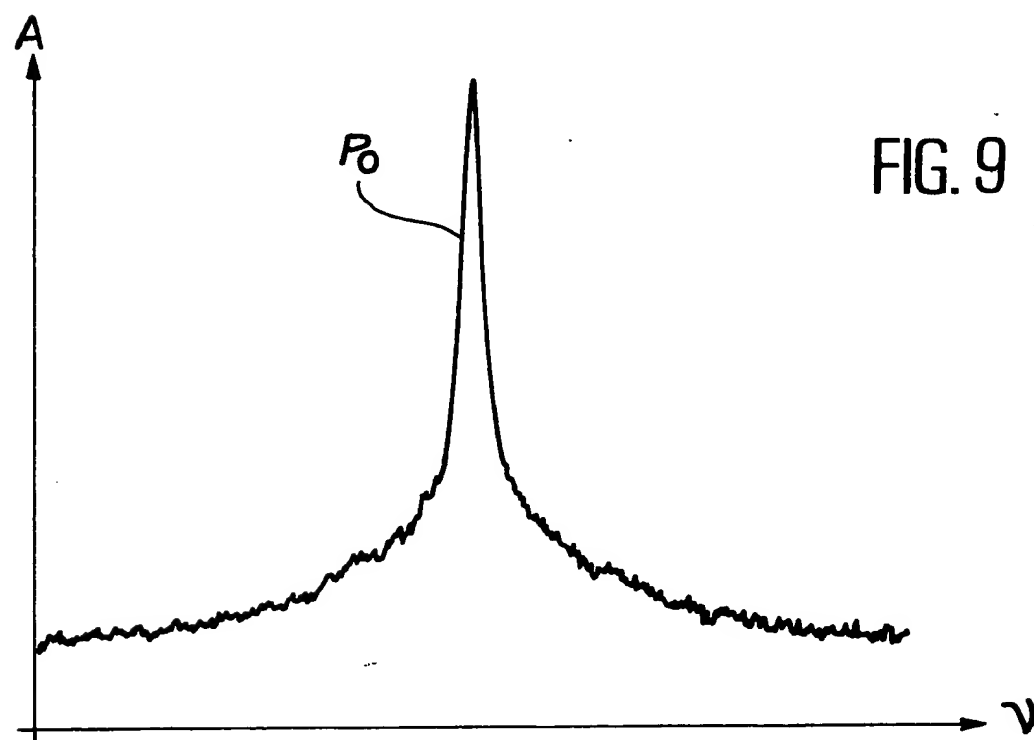
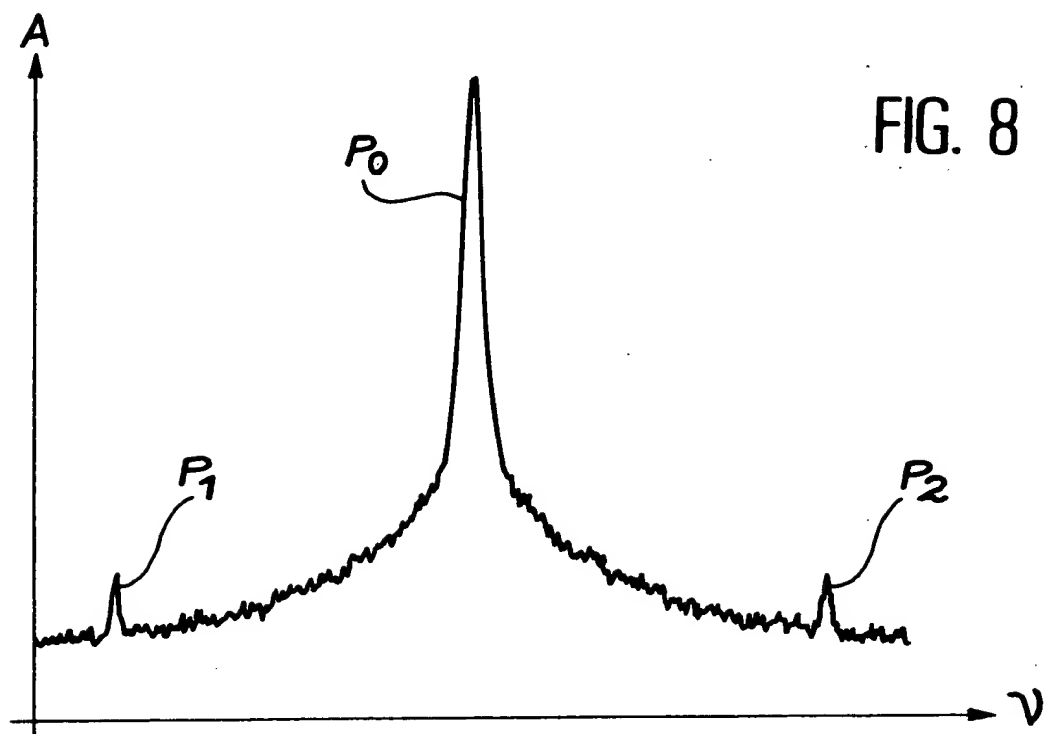


FIG. 4





5 / 5



This Page Blank (uspto)